

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-046180

(43)Date of publication of application : 16.02.1999

(51)Int.Cl. H04J 13/00
H01Q 3/26
H04B 1/10

(21)Application number : 10-088022

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 17.03.1998

(72)Inventor : MIYA KAZUYUKI
HIRAMATSU KATSUHIKO

(30)Priority

Priority number : 09 85859 Priority date : 18.03.1997 Priority country : JP
09155778 28.05.1997

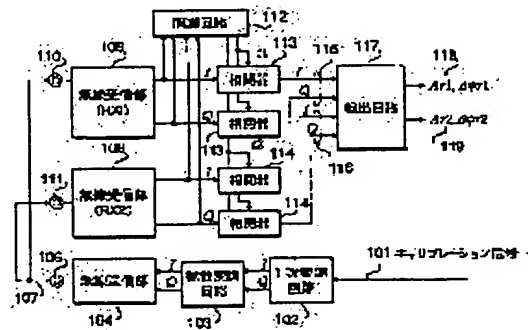
JP

(54) CALIBRATION DEVICE OF ARRAY ANTENNA RADIO RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To accurately measure the delay characteristic and amplitude characteristic of radio receiving parts by containing a supplying means of a calibration signal and a detecting means which detects at least one of a delay characteristic and an amplitude characteristic from a calibration signal that passes through the radio receiving parts.

SOLUTION: A calibration signal which is outputted in a carrier frequency is transmitted from a sending terminal 106 to antenna connection terminals 110 and 111 of radio receiving parts 108 and 109 via a cable 107. A receiving output of each part 108 and 109 is inputted to a synchronous circuit 112 and inverse spread timings t1 and t2 of each radio part are generated. Correlators 113 and 114 perform inverse spreading with the timings t1 and t2 and output correlation outputs 115 and 116. A detection circuit 117 calculates (amplitude ratio and phase difference) = (Ar1 and $\angle r1$) 118 and (Ar2 and $\angle r2$) 119 by comparing receiving signals r1 and r2 which are calculated from the outputs 115 and 116 with an identification point that is served as the reference.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 27.03.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than
the examiner's decision of rejection or
application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

3369466

[Date of registration]

15.11.2002

[Number of appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-46180

(43)公開日 平成11年(1999) 2月16日

(51)Int.Cl.⁸

識別記号

F I

H 0 4 J 13/00

H 0 4 J 13/00

A

H 0 1 Q 3/26

H 0 1 Q 3/26

Z

H 0 4 B 1/10

H 0 4 B 1/10

L

審査請求 未請求 請求項の数19 F D (全 17 頁)

(21)出願番号 特願平10-88022

(22)出願日 平成10年(1998) 3月17日

(31)優先権主張番号 特願平9-85859

(32)優先日 平9(1997) 3月18日

(33)優先権主張国 日本 (J P)

(31)優先権主張番号 特願平9-155778

(32)優先日 平9(1997) 5月28日

(33)優先権主張国 日本 (J P)

(71)出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72)発明者 宮 和行

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1

号 松下通信工業株式会社内

(72)発明者 平松 勝彦

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1

号 松下通信工業株式会社内

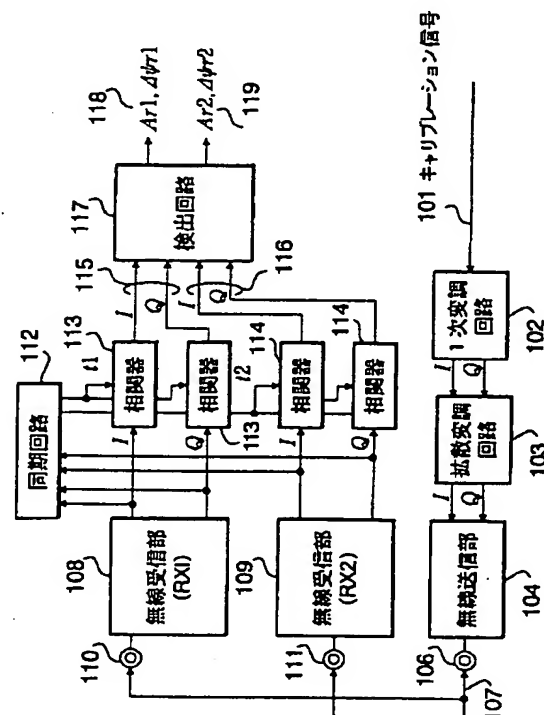
(74)代理人 弁理士 鷲田 公一

(54)【発明の名称】 アレーアンテナ無線受信装置のキャリブレーション装置

(57)【要約】

【課題】 CDMA無線受信装置における無線部の遅延特性および振幅特性を正確に検出すること。

【解決手段】 複数のアンテナ素子を有するアレーアンテナ401と、前記各アンテナ素子401に対応して設けられた複数の無線受信部108、109とを有するアレーアンテナ無線受信装置において、スペクトル拡散通信に使用する拡散信号と実質的に同一周波数帯域のキャリブレーション信号を前記無線受信部108、109に通して、前記無線受信部108、109を通過した前記キャリブレーション信号から前記無線受信部108、109の遅延特性又は振幅特性を検出する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 複数のアンテナ素子を有するアレーアンテナと、前記各アンテナ素子に対応して設けられた複数の無線受信部とを有するアレーアンテナ無線受信装置のキャリブレーション装置において、

スペクトル拡散通信に使用する拡散信号と実質的に同一周波数帯域のキャリブレーション信号を前記各無線受信部に対して供給する供給手段と、

前記無線受信部を通過した前記キャリブレーション信号から前記無線受信部の遅延特性及び振幅特性の少なくとも一つを検出する検出手段とを具備したキャリブレーション装置。

【請求項 2】 供給手段は、キャリブレーション信号を一次変調する手段と、一次変調されたキャリブレーション信号を拡散変調する手段と、拡散変調されたキャリブレーション信号の周波数帯域を受信キャリア周波数に変換する手段と、前記受信キャリア周波数に変換されたキャリブレーション信号を前記各無線受信部に伝送する手段とを具備する請求項 1 に記載のキャリブレーション装置。

【請求項 3】 検出手段は、前記無線受信部に供給されたキャリブレーション信号の同期タイミングを検出する手段と、検出した同期タイミングに基づいて前記キャリブレーション信号を逆拡散して相関信号を出力する手段と、基準識別点を基準とした前記相関信号との位相差を当該相関信号に対応した無線受信部の遅延量として検出する手段とを具備する請求項 1 又は請求項 2 に記載のキャリブレーション装置。

【請求項 4】 無線受信部間で検出した遅延量を比較して前記無線受信部間での遅延差を検出する手段と、前記遅延差を出力または記憶する手段と、を具備する請求項 3 に記載のキャリブレーション装置。

【請求項 5】 検出手段は、前記無線受信部に供給されたキャリブレーション信号の同期タイミングを検出する手段と、検出した同期タイミングに基づいて前記キャリブレーション信号を逆拡散して相関信号を出力する手段と、基準識別点を基準とした前記相関信号との振幅比を当該相関信号に対応した無線受信部の振幅比として検出する手段とを具備した請求項 1 又は請求項 2 に記載のキャリブレーション装置。

【請求項 6】 無線受信部間で検出した振幅比を比較して前記無線受信部間での振幅差を検出する手段と、前記振幅差を出力または記憶する手段と、を具備する請求項 5 に記載のキャリブレーション装置。

【請求項 7】 供給手段は、前記無線受信部へ供給するキャリブレーション信号の電力レベルを変化させる手段を有し、前記検出手段は、前記供給手段がキャリブレーション信号を複数の電力レベルに変化させた場合、各受信電力レベル毎に各無線受信部の遅延特性を検出する請求項 1 乃至請求項 4 のいずれかに記載のキャリブレーション

装置。

【請求項 8】 供給手段は、前記無線受信部へ供給するキャリブレーション信号の電力レベルを変化させる手段を有し、前記検出手段は、前記供給手段がキャリブレーション信号を複数の電力レベルに変化させた場合、各受信電力レベル毎に各無線受信部の振幅特性を検出する請求項 1、請求項 5 又は請求項 6 に記載のキャリブレーション装置。

【請求項 9】 アンテナ素子とそのアンテナ素子に対応した前記無線受信部との間に配置され、前記無線受信部へ入力する信号を前記アンテナ素子から出力される受信信号と前記供給手段から供給されるキャリブレーション信号との間で切り替える手段を具備した請求項 1 乃至請求項 8 のいずれかに記載のキャリブレーション装置。

【請求項 10】 アンテナ素子とそのアンテナ素子に対応した前記無線受信部との間に配置され、前記アンテナ素子から出力される受信信号と前記供給手段から供給されるキャリブレーション信号とを多重する多重手段を具備した請求項 1 乃至請求項 8 のいずれかに記載のキャリブレーション装置。

【請求項 11】 アレーアンテナ無線受信装置が無線受信部から出力されるキャリブレーション信号を含む受信信号の同期検出を行う同期回路と、前記無線受信部から出力されるキャリブレーション信号を含む受信信号の逆拡散を行う逆拡散回路とを備え、前記同期回路及び前記逆拡散回路へ入力する信号を無線受信部毎に時分割で切り替える手段を具備した請求項 1 乃至請求項 10 のいずれかに記載のキャリブレーション装置。

【請求項 12】 無線受信部へ供給するキャリブレーション信号の送信タイミングを与える送信タイミング信号を発生する手段と、前記無線受信部から出力されたキャリブレーション信号の逆拡散タイミングを前記送信タイミング信号から獲得する手段とを具備した請求項 1 乃至請求項 10 のいずれかに記載のキャリブレーション装置。

【請求項 13】 ローカル信号を発生する信号発生源を備え、キャリブレーション信号を受信キャリア周波数にアップコンバートする無線送信部及び前記無線受信部が、前記信号発生源から発生されたローカル信号を用いて周波数変換を行うことを特徴とする請求項 1 乃至請求項 12 のいずれかに記載のキャリブレーション装置。

【請求項 14】 供給手段は、前記無線受信部へ供給するキャリブレーション信号の電力レベルを変化させる手段を有し、検出手段は、前記供給手段がキャリブレーション信号を複数の電力レベルに変化させた場合、実測値に基づいた補間処理により、測定した電力レベル以外の電力レベルに対応する各無線部の遅延特性値および振幅特性値を求める、ことを特徴とする請求項 1 に記載のキャリブレーション装置。

【請求項 15】 検出手段は、無線受信部から出力され

たキャリブレーション信号を逆拡散して相關信号を出力する手段と、前記相關信号を直接用いて前記無線受信部の遅延差および振幅比を補償する演算を実行する手段と、を具備した請求項1に記載のキャリブレーション装置。

【請求項16】 複数のアンテナ素子を有するアレーアンテナと、前記各アンテナ素子に対応して設けられた複数の無線受信部とを有するアレーアンテナ無線受信装置に対して前記各無線受信部の遅延量を検出する遅延検出装置において、スペクトル拡散通信に使用する拡散信号と実質的に同一周波数帯域のキャリブレーション信号を前記各無線受信部に対して供給する供給手段と、前記無線受信部を通過した前記キャリブレーション信号から前記無線受信部の遅延量を検出する検出手段とを具備した遅延検出装置。

【請求項17】 複数のアンテナ素子を有するアレーアンテナと、前記各アンテナ素子に対応して設けられた複数の無線受信部とを有するアレーアンテナ無線受信装置に対して前記各無線受信部の振幅特性を検出する振幅検出装置において、スペクトル拡散通信に使用する拡散信号と実質的に同一周波数帯域のキャリブレーション信号を前記各無線受信部に対して供給する供給手段と、前記無線受信部を通過した前記キャリブレーション信号から前記無線受信部の振幅特性を検出する検出手段とを具備した振幅検出装置。

【請求項18】 複数のアンテナ素子を有するアレーアンテナと、前記各アンテナ素子に対応して設けられた複数の無線受信部とを有するアレーアンテナ無線受信装置を備えた基地局装置において、請求項1～請求項15のいずれかに記載のキャリブレーション装置を備えた基地局装置。

【請求項19】 複数のアンテナ素子を有するアレーアンテナと、前記各アンテナ素子に対応して設けられた複数の無線受信部とを有するアレーアンテナ無線受信装置のキャリブレーション方法において、スペクトル拡散通信に使用する拡散信号と実質的に同一周波数帯域のキャリブレーション信号を生成するステップと、前記キャリブレーション信号を前記各無線受信部に対して供給するステップと、前記無線受信部を通過した前記キャリブレーション信号から前記無線受信部の遅延特性又は振幅特性の少なくとも一つを検出するステップとを具備したキャリブレーション方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直接拡散CDMA方式のアレーアンテナ無線受信装置における複数の無線受信部の遅延特性又振幅特性を検出して、無線受信部間の遅延特性又振幅特性が揃うように補正するキャリブレーション装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】複数の通信局が同一帯域にて同時に通信を行うための回線接続方式として多元アクセス方式があり、その中の一つにCDMA (Code Division Multiple Access) 方式がある。CDMA方式とは、符号分割多元接続のことであり、情報信号のスペクトルを本来の情報帯域幅に比べて十分に広い帯域に拡散して伝送するスペクトル拡散通信によって多元接続を行う技術である。スペクトル拡散多元接続(SSMA)という場合もある。拡散符号をそのまま情報信号に乗じてスペクトル拡散する方式は直接拡散方式と呼ばれている。

【0003】「デジタル移動通信のための波形等化技術」(堀越 淳監修、(株)トリケップス)に、複数アンテナで構成されるアレーアンテナにおいて、各アンテナの受信出力(アンテナ出力)に振幅・位相シフトを加えてから合成するとアレーの指向性が変化することが開示されている。アダプティブアレー・アンテナシステムは、ある制御アルゴリズムに基づいて、各アンテナ出力に乘じるウェイトを決定し、周囲の状態の変化に適応しながら指向性を制御するシステムである。

【0004】図4に、アダプティブアレーにより希望信号の指向性を制御する装置(以下、受信アダプティブアレーと呼ぶ)の構成を示す。この受信アダプティブアレーでは、複数のアンテナ素子401から出力された各アンテナ出力402にウェイト403が乗じられる。ウェイト403が乗じられた各アンテナ出力を合成した信号がアレー出力404となる。

【0005】ウェイト制御部407では、1)アレーの合成出力(405)、2)各アンテナ出力(402)、3)希望信号に関する事前知識(406)の3つの情報によってウェイトの制御が行われる。

【0006】従来、アダプティブアレー・アンテナシステムは、受信信号のSINR(Signal to Interference plus Noise Ratio:信号対妨害プラス雑音)を最大化するアンテナシステムとして研究開発されてきた。

【0007】さらに、直接拡散CDMA通信の分野では、他局間干渉を抑制する対策としてアダプティブアレーアンテナを用いる方式が数多く検討され報告されている。CDMA方式は、FDMA方式やTDMA方式に比較して干渉に強いといった利点を有するが、多重局数の増加に伴って、同期捕捉が困難になり、通信品質が悪化し、交信できなくなる問題をもつ。その主なる原因は、他の複数の通信局に割り当てられた拡散符号間の相互相關特性に基づく他局間干渉が十分に抑圧されないからである。CDMA方式のセルラシステムの場合、他セルはもちろんのこと自セルにおいても同一周波数を使用する他局が多数存在するため、上記他局間干渉の抑制を実現できると、周波数利用効率の向上が図れ、同一セル(エリア)内の各局の通信品質の向上や、容量(多重数または回線接続数)の増加が可能になる。

【0008】図5および図6にCDMA受信アダプティ

ブアレーの構成例を示す。図5において、複数のアンテナ素子501に接続された複数の各無線部502の受信出力503にウェイト504が乗じられる。ウェイト504が乗じられた各受信出力503が合成されたものがアレー出力505となる。ウェイトの制御は、図4と同様である。アレー出力505を拡散符号506で逆拡散することにより受信データ507が得られる。

【0009】図6においては、複数のアンテナ素子601に接続された複数の無線部からの各受信出力602を拡散符号603で逆拡散した相関出力604を入力として、アダプティブアレー受信する構成である。拡散符号による逆拡散を除けば、図2と同様な構成である。

【0010】図7に受信側にアダプティブアレーアンテナを用いたCDMA伝送の例を示す。基地局(BS:701)は受信アダプティブアレーを備え、無指向性アンテナを備えた移動局(MS1:702)と通信しているものとする。BS701は指向性を制御することにより、遅延波(703および704)を排除し、かつ同一周波数を使用している他の移動局(MS2:705)からの干渉波を抑制することができる。

【0011】ところで、上記CDMA受信アダプティブアレーでは、一般に各無線部における、位相変動および振幅変動から構成される変動量(d_1, d_2, \dots, d_n)が、無線部の構成要素であるアンプやフィルタ等の素子遅延特性および振幅特性のばらつきにより、個々に異なる。よって、受信出力503又は602に対して各無線部で異なる位相変動および振幅変動が付加されることになる。この結果、アンテナ受信端での受信信号波の位相および振幅と、ウェイト制御部への入力信号の位相および振幅とが各アンテナ毎に異なることになる。よって、ウェイト収束結果から得られるヌル点を含む指向性パターンと実際の指向性パターンとが異なることになる。また、上記受信ウェイトを用いて送信指向性を制御する場合には、正しい指向性制御が不可能になる。

【0012】上記現象の防止策としては、各アンテナ受信端での受信信号の位相差および振幅比をウェイト制御部への入力信号の段階においても保持していることが必須である。このため、事前に各無線部の遅延(d_1, d_2, \dots, d_n)および振幅を検出し、遅延量および振幅量のばらつき(差)を何らかの方法で補償することが必要になる。

【0013】遅延量および振幅量のばらつきを補償する方法の1つとしては、各無線部からの受信出力503、602に対して遅延差に相当する位相オフセットおよび振幅比に相当するゲインオフセットを乗算する方法が考えられる。アダプティブアレー装置の位相および振幅特性のばらつきの検出については、論文G.V.Tsoulos, M.A. Beach "Calibration and Linearity issues for an Adaptive Antenna System", IEEE VTC, Phoenix, pp. 1597-1660, May 1997により報告

されている。しかし、上記論文はCDMA通信に比べ通信帯域幅の狭いTDMA通信を対象としたものであり、またキャリブレーション信号としてトーン信号を用いている。

【0014】従来のCDMA無線通信における無線部のキャリブレーション装置を図8に示す。アンテナ素子数が2本の場合を示している。キャリブレーション信号発生回路801から発生するトーン信号(正弦波信号)802を無線送信部803に入力する。この例では、無線部において直交変調がされているものとして、直交するI, Q信号として $\sin(\omega t)$, $\cos(\omega t)$ の信号を入力する。このときのトーン信号周期Tは $T = 2\pi/\omega$ であり、情報シンボル周波数 f_s に対して $\omega = f_s/m$ ($m > 1$)とする。図9にトーン信号のIQ平面におけるコンスタレーションを示す。信号は図中の円周上を一定周期 $2\pi/\omega$ で回る。無線送信部803では、遅延検出を行う無線受信部の受信キャリア周波数 f_c で送信する機能を有する。キャリア周波数 f_c で出力された信号をケーブル等を用いて、送信端子804から無線受信部805, 806のアンテナ接続端子807および808に伝送する。このとき、ケーブル長はキャリア周波数の波長に対して十分な精度で等しいものとする。各無線受信部の直交検波出力809, 810が検出回路811に入力される。検出回路811では、入力したトーン信号802と検波出力809を比較することにより、(振幅比, 位相差) = $(Ar_1, \Delta\phi_{r1})$ 812を検出する。また、トーン信号802と検波出力810を比較することにより、(振幅比, 位相差) = $(Ar_2, \Delta\phi_{r2})$ 813を検出する。図10に時刻tにおけるトーン信号 $a(t)$ と検波出力 $b(t)$ のコンスタレーションの例を示す。このとき、 $b(t)$ と $a(t)$ の関係は、位相差 ϕ と振幅比Aを用いて、以下のよう

$$b(t) = A \cdot \exp(j\phi) \cdot a(t)$$

このとき位相差 ϕ は、無線送信部の遅延 D_t と、ケーブル遅延 D_k と、無線受信部の遅延 D_r の合計遅延量 D ($D = D_t + D_k + D_r$)をトーン信号波長 $\lambda = c/\omega$ (c は光速)で割ったあまり($D \bmod \lambda$: modは剰余演算子)の遅延量(位相差)を示す。図8において、2台の無線受信部805, 806に対して、無線送信部の遅延 D_t とケーブル遅延 D_k は共通であるので、検出した位相差 $\Delta\phi_{r1}$ と $\Delta\phi_{r2}$ との差は、無線受信部805と806の遅延量の差になる。また、振幅比Aは、キャリブレーション信号802の振幅と検波出力の振幅との振幅比を示す。よって、検出した振幅比 Ar_1 と Ar_2 との比は、無線受信部805と806の振幅特性の差異(振幅比)を表す。

【0016】上記装置を用いて事前に各無線部の振幅比および位相差を検出することにより、ばらつき(差)を補償することが可能になる。

【0017】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記キ

キャリブレーション装置においては、キャリブレーション信号にトーン信号を使用しているため、ある特定の周波数、例えば中心周波数 f_0 のみの遅延特性および振幅特性を測定することになる。これに対して、実際の CDMA 無線通信に使用するスペクトラム拡散信号は広帯域信号であり、かつ無線部のフィルタ等の群遅延特性および周波数特性のように、周波数によって遅延量および減衰量が異なるため、スペクトラム拡散信号を受信した場合の正確な遅延特性および振幅特性を測定することができないという問題点がある。

【0018】図 11 に従来のキャリブレーション装置でのスペクトラムの様子を示す。拡散信号が中心周波数 f_0 の帯域幅 M [Hz] の広帯域信号であるのに対し、キャリブレーション信号が線スペクトルであることが分かる。

【0019】本発明は以上のような実情に鑑みてなされたものであり、CDMA 無線受信装置における無線部の遅延特性および振幅特性の検出において、実際の通信に使用するスペクトラム拡散信号と同一帯域またはそれに近い帯域を有する信号をキャリブレーション信号として使用することにより、無線受信部の遅延特性および振幅特性を正確に測定できるアレーアンテナ無線通信装置のキャリブレーション装置を提供することを目的とする。

【0020】

【課題を解決するための手段】本発明は、実際の通信に使用する拡散信号と同一帯域またはそれに近い帯域のキャリブレーション信号を用いて各無線受信部の遅延特性及び振幅特性の少なくとも一つを検出し、各無線受信部の遅延特性及び／又は振幅特性を補正するキャリブレーション装置を提供する。

【0021】この発明によれば、実際の通信に使用する CDMA 通信の拡散信号と同一帯域またはそれに近い帯域のキャリブレーション信号を用いているので、無線部のフィルタ等の群遅延特性および周波数特性のように周波数によって遅延量および減衰量が異なる特性があったとしても、拡散信号を受信した場合の正確な遅延特性および振幅特性を測定することができる。

【0022】また本発明は、キャリブレーション信号を一次変調する一次変調回路と、この一次変調したキャリブレーション信号を拡散変調する拡散変調回路と、この拡散変調したキャリブレーション信号を受信キャリア周波数に変換する無線送信回路と、上記受信キャリア周波数のキャリブレーション信号を各無線受信部に伝送する伝送路と、を有するキャリブレーション装置を提供する。

【0023】この発明によれば、実際の通信に使用する CDMA 通信の拡散信号と同様の広帯域信号をキャリブレーション信号として生成することができ、正確な遅延特性および振幅特性を測定することができる。

【0024】また本発明は、各無線受信部で受信したキャリブレーション信号の同期タイミングを検出する同期

検出回路と、受信したキャリブレーション信号を検出した前記同期タイミングで逆拡散する逆拡散回路と、逆拡散して得られる各無線受信部からの各相関出力を用いて基準識別点との遅延差および振幅比を検出する検出回路と、を具備するキャリブレーション装置を提供する。

【0025】この発明によれば、各無線部からの出力信号を逆拡散した相関出力の位相および振幅を検出することができるので、実際の通信に使用する CDMA 通信の拡散信号と同様の広帯域信号をキャリブレーション信号として受信した各無線受信部での遅延量および振幅を基準識別点からの遅延差および振幅比として検出することができ、無線受信部の正確な遅延特性および振幅特性を測定することができる。

【0026】また本発明は、各相関出力を各無線受信部間で比較する比較回路と、各無線受信部の遅延差および振幅比を検出する検出回路と、前記遅延差および振幅比を出力しまたは記憶する記憶回路とをさらに具備するキャリブレーション装置を提供する。

【0027】この発明によれば、ウェイト収束結果から得られるヌル点を含む指向性パターンと実際の指向性パターンとを一致させるために、各無線受信部の出力信号に乗算するオフセット値としての無線受信部間での遅延差および振幅比を利用することができる。

【0028】また本発明は、無線受信部に入力する受信電力レベルを変化させる受信レベル可変回路と、各受信電力レベル毎に各無線部の遅延差及び／又は振幅比の検出を行う検出回路とを具備するキャリブレーション装置を提供する。

【0029】この発明によれば、無線部間の遅延量及び／又は振幅差を受信電力レベルに応じて細かく求めることができ、アレーアンテナ無線受信装置における遅延差および振幅差の補償を、受信電力レベルに応じて正確に行うことが可能になる。

【0030】また本発明は、制御信号に基づいて無線受信部へ入力する信号を受信アンテナからの受信信号またはキャリブレーション信号に切り換えるスイッチング回路を具備するキャリブレーション装置を提供する。

【0031】この発明により、無線受信部の遅延特性および振幅特性を必要ときに測定することが可能となり、動作環境等により上記遅延特性および振幅特性が時間的に変化する場合においても、補償を正確に行うことが可能である。

【0032】また本発明は、受信アンテナからの受信信号とキャリブレーション信号とを多重する多重回路を具備するキャリブレーション装置を提供する。

【0033】この発明により、通信中にキャリブレーション信号を多重することが可能となり、常時または必要時に遅延特性および振幅特性の測定を行うことができる。

【0034】また本発明は、各無線部から出力される受

信キャリアブレーション信号の同期検出回路および逆拡散回路への入力を無線受信部毎に時分割で切り替える切り替え回路を具備するキャリアブレーション装置を提供する。

【0035】この発明によれば、複数の無線受信部の遅延差および振幅比を時分割に求めた場合には、複数の無線受信部への入力信号に対して同期検出や相関演算や位相検出、振幅検出を同時に処理する必要がないため、キャリアブレーション装置の回路規模を削減することが可能になる。

【0036】また本発明は、キャリアブレーション信号の送信タイミングを制御する回路から同期検出回路に対して送信タイミング信号を送送し、前記同期検出回路においてキャリアブレーション信号の送信タイミングから逆拡散タイミングを求めるキャリアブレーション装置を提供する。

【0037】この発明によれば、拡散変調されたキャリアブレーション信号の送信タイミングをカンニング信号として同期回路に入力することにより、逆拡散タイミングを生成するために受信信号から同期を検出する必要がなくなり、キャリアブレーション装置の回路規模を削減することが可能となる。

【0038】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態について図面を参照して具体的に説明する。

【0039】（実施の形態1）図1に、本発明の実施の形態1にかかるキャリアブレーション装置の構成例を示す。図1はアンテナ素子数が2本の場合を示している。

【0040】このキャリアブレーション装置において、キャリアブレーション信号101は、1次変調回路102により1次変調される。本実施形態では、キャリアブレーション装置で使用する変調方式は、通常の通信と同一方式とし、1例として1次変調としてQPSK変調、拡散変調としてBPSK変調とし、また、無線部においては直交変調および直交検波するものとした。また、キャリアブレーション信号は、all 0の固定信号とする。1次変調信号は拡散変調回路103において拡散符号によりスペクトラム

拡散され、無線送信部104に入力される。

【0041】図3Cに次変調信号のコンスタレーションを示し、また図3Bに拡散信号のコンスタレーションを示す。無線送信部104において、送信信号は直交変調された後、キャリア周波数 f_c にアップコンバートされ送信端子106より出力される。キャリア周波数 f_c は本システム（無線受信部）の受信キャリア周波数である。図2にキャリアブレーション信号のスペクトラムを示す。通信時に使用される伝送信号が持つ帯域幅 M [Hz]と同一の帯域幅を持つように、拡散レートやキャリアブレーション信号の伝送速度は設定する。キャリア周波数 f_c で出力されたキャリアブレーション信号は、ケーブル107を経由して送信端子106から無線受信部108、1

09のアンテナ接続端子110および111に伝送される。このとき、ケーブル長はキャリア周波数の波長に対して十分な精度で等しいものとする。

【0042】各無線受信部の受信出力が同期回路112に入力され、各無線部ごとの逆拡散タイミング t_1, t_2 が生成される。そして、上記タイミング t_1, t_2 により相関器113, 114が逆拡散を行い、相関出力115, 116を出力する。検出回路117では、相関出力115から求まる受信信号点（以後は受信点） r_1 と基準となる識別点（以後は基準識別点）とを比較することにより、（振幅比、位相差）=（ $A_{r1}, \Delta \phi_{r1}$ ）118を求める。ここで求まる位相差は、無線送信部104の遅延 D_t と、ケーブル107の遅延 D_k と、無線受信部108の遅延 D_{r1} の合計遅延量 D （ $D = D_t + D_k + D_{r1}$ ）をキャリア周波数 f_c の波長 λ_c で割ったあまりの遅延量に相当する。同様に、相関出力116から求まる受信点 r_2 と基準識別点とを比較することにより、（振幅比、位相差）=（ $A_{r2}, \Delta \phi_{r2}$ ）119が求まる。図3Cに無線部RX1（108）側の、また図3Dに無線部RX2（109）側のコンスタレーションおよび基準識別点からの振幅比および位相差の様子を示す。

【0043】以上のように、実施の形態1によれば、CDMA無線受信装置における無線受信部の遅延特性および振幅特性を検出するために、実際のスペクトラム拡散通信に使用する拡散信号と同一の帯域幅の信号またはそれに近い帯域を有する信号をキャリアブレーション信号として使用するの、各無線受信部からの出力信号を逆拡散した相関出力と基準識別点とを比較することにより正確な遅延差および振幅比を検出することができる。

【0044】また、各無線受信部について検出した位相差および振幅比をオフセットとして各無線受信部の出力信号に乗算することにより、ウェイト収束結果から得られるヌル点を含む指向性パターンと実際の指向性パターンとが異なるという問題を解決することも可能になる。

【0045】上記実施の形態1では、1次変調としてQPSK変調、拡散変調としてBPSK変調とし、また、無線部においては直交変調および直交検波するものとしたが、本発明において上記変調方式および検波方式は必須ではなく、別の方式においても同様に検出が行えることは明らかである。また、位相特性または振幅特性のいずれか一方のみを測定することが容易に行えることは明らかである。

【0046】なお、検出値は、必ずしも基準識別点からの遅延差および振幅比である必要性はなく、逆拡散した相関出力を基に計算される各無線受信部間のオフセット値を検出値として出力することも考えられる。例えば、図1において相関出力115, 116（図3C, Dの受信点 r_1 および r_2 ）は位置ベクトル R_1, R_2 で表現されるものとする。検出回路117では、無線受信部の位相特性および振幅特性を無線受信部RX1（108）に一致させる

11

補償を行う場合のオフセット値を求める。このとき、オフセット値をベクトル $Zr_i (i=1, 2)$ とすると、

$$Zr_1 = 1$$

$$Zr_2 = R_1/R_2 = R_1 \times R_2^*/|R_2|^2 \quad (*は複素共役を表す)$$

と表現できる。そして、上記値を118, 119として出力する。また、キャリブレーション装置では逆拡散した相関値をそのまま出力または記憶することも考えられる。この場合、記憶してある相関値を用いて各無線受信部の遅延差および振幅差を補償するオフセット値を求める演算は、アレーアンテナ無線受信装置側で行うことになる。そして、アレーアンテナ無線受信装置では、無線受信部RX1(108), RX2(109)からの出力信号に対して前記 Zr_1 および Zr_2 を乗算することにより、遅延特性および振幅特性のばらつきを補償し、ウェイト収束結果から得られる指向性パターンと実際の指向性パターンとが異なることを防止できる。

【0047】さらに、キャリブレーション信号は、all 0の固定の連続信号としたが、連続信号である必要はなく、周期的なバースト信号でも良いことも明らかである。さらに、ケーブル長は全て等しいものとしたが、異なる長さの場合においても、あらかじめ遅延量および減衰量が既知であれば位相差および振幅比を検出する際に、上記既知の遅延量と減衰量を補正して求めることができる。なお、無線部で使用する基準信号(10MHz等の水晶発振器によるクロック)は全て共通化しておくものとする。

【0048】(実施の形態2) 図12に、本発明の実施の形態2にかかるキャリブレーション装置の構成例を示す。図1のキャリブレーション装置にアッテネータ(または減衰器)を追加したものである。図1と同様にアンテナ素子数が2本の場合を示している。

【0049】図13は受信電界レベル P_m に応じた無線受信部の遅延特性 $\Delta\phi_{ri}(P_m)$ および振幅特性 $A_{ri}(P_m)$ の1例を示している。このような遅延特性および振幅特性を持つ場合には、実施の形態1で示したように、無線受信部に特定の受信電界レベルで入力した時の遅延量を検出しても不十分であり、受信電界レベル P_m を変化させた時の遅延特性 $\Delta\phi_{ri}(P_m)$ および振幅特性 $A_{ri}(P_m)$ を測定する必要がある。

【0050】図12において、キャリブレーション信号1201は、1次変調回路1202により1次変調される。1次変調信号は拡散変調回路1203において拡散符号により拡散され、無線送信部1204に入力される。無線送信部1204において、送信信号は直交変調された後、キャリア周波数 f_c にアップコンバートされ送信端子1206より出力される。 f_c は本システムの受信キャリア周波数である。キャリア周波数 f_c で出力された信号は、アッテネータ1207を接続したケーブル1208を用いて、送信端子1206から無線受信部

12

1209, 1210のアンテナ接続端子1211および1212に伝送される。各無線受信部の受信出力が同期回路1213に入力され、各無線部ごとの逆拡散タイミング t_1, t_2 が生成される。そして、上記タイミング t_1, t_2 により相関器1214, 1215が逆拡散を行い、相関出力1216, 1217を出力する。検出回路1218では、アッテネータ設定値を変化させることにより、受信電界レベル P_m を変化させたときの位相差 $\Delta\phi_{r1}(P_m)$, $\Delta\phi_{r2}(P_m)$ および振幅比 $Ar_1(P_m)$, $Ar_2(P_m)$ を求め出力または記憶する。

【0051】以上のように本発明の実施の形態によれば、無線受信部の遅延量の差に相当する位相差 $\Delta\phi_{r1}(P_m)$, $\Delta\phi_{r2}(P_m)$ 、および振幅比 $Ar_1(P_m)$, $Ar_2(P_m)$ を受信電界レベルに応じて細かく求めることができる。これにより、アレーアンテナ無線受信装置における遅延特性および振幅特性のばらつき補償を、受信電力レベルに応じて正確に行うことが可能である。

【0052】(実施の形態3) 図14に、本発明の実施の形態3にかかるキャリブレーション装置の構成例を示す。図12のキャリブレーション装置に切替スイッチを追加したものである。図12と同様にアンテナ素子数が2本の場合を示している。

【0053】図14において、キャリブレーション信号1401が送信端子1406より出力され、アッテネータ1407により受信電界レベルを変化させるまでは、図12と同様な動作である。すなわち、キャリブレーション信号1401は、1次変調回路1402により1次変調される。1次変調信号は拡散変調回路1403において拡散符号により拡散され、無線送信部1404に入力される。無線送信部1404において、送信信号は直交変調された後、キャリア周波数 f_c にアップコンバートされ送信端子1406より出力される。キャリア周波数 f_c で出力された信号は、アッテネータ1407を接続したケーブル1408を用いて、送信端子1406から切替スイッチ1409および1410に伝送される。スイッチ1409, 1410はSW切替信号1411によりアンテナからの受信信号とキャリブレーション用拡散信号とを切り替える。そして、切替スイッチからの信号は、無線受信部1412, 1413に伝送される。このあとの動作は、図12と同様である。すなわち、各無線受信部の受信出力が同期回路1414に入力され、各無線部ごとの逆拡散タイミング t_1, t_2 が生成される。そして、上記タイミング t_1, t_2 により相関器1415, 1416が逆拡散を行い、相関出力1417, 1418を出力する。検出回路1419では、アッテネータ設定値を変化させることにより、受信電界レベル P_m を変化させたときの位相差 $\Delta\phi_{r1}(P_m)$, $\Delta\phi_{r2}(P_m)$ および振幅比 $Ar_1(P_m)$, $Ar_2(P_m)$ を求め出力または記憶する。

【0054】以上のように、実施の形態3によれば、スイッチ切替信号を制御することにより、無線受信部の遅

延特性および振幅特性を必要ときに測定することが可能である。これにより、動作環境等により上記遅延特性および振幅特性が時間的に変化する場合においても、補償を正確に行うことが可能である。

【0055】（実施の形態4）図15に、本発明の実施の形態4にかかるキャリブレーション装置の構成例を示す。図12のキャリブレーション装置に多重回路を追加したものである。図12と同様にアンテナ素子数が2本の場合を示している。

【0056】図15において、キャリブレーション信号が送信端子より出力され、アッテネータにより受信電界レベルを変化させるまでは、図12と同様な動作である。すなわち、キャリブレーション信号1501は、1次変調回路1502により1次変調される。1次変調信号は拡散変調回路1503において拡散符号により拡散され、無線送信部1504に入力される。無線送信部1504において、送信信号は直交変調された後、キャリア周波数 f_c にアップコンバートされ送信端子1506より出力される。キャリア周波数 f_c で出力された信号は、アッテネータ1507を接続したケーブル1508を経由して送信端子1506から多重回路1509および1510に伝送される。

【0057】多重回路1509、1510はアンテナからの受信信号とキャリブレーション用の拡散信号とを多重する。そして、多重された信号は、無線受信部1512、1513に伝送される。このあとの動作は、図12と同様である。すなわち、各無線受信部の受信出力が同期回路1514に入力され、各無線部ごとの逆拡散タイミング t_1, t_2 が生成される。そして、上記タイミング t_1, t_2 により相関器1515、1516が逆拡散を行い、相関出力1517、1518を出力する。検出回路1519では、アッテネータ設定値を変化させることにより、受信電界レベル P_m を変化させたときの位相差 $\Delta\phi_{r1}(P_m)$ 、 $\Delta\phi_{r2}(P_m)$ および振幅比 $Ar_1(P_m)$ 、 $Ar_2(P_m)$ を求め出力または記憶する。

【0058】以上のように、実施の形態4によれば、通常の通信を途絶することなく無線受信部の遅延特性および振幅特性を常時または必要ときに測定することが可能である。これにより、動作環境等により上記遅延特性および振幅特性が時間的に変化する場合においても、補償を正確に行うことが可能である。なお、測定を行わないときには、無線送信部の電源をオフにすることにより、受信信号にとって雑音成分となるキャリブレーション信号が全く出力されないようにすることが考えられる。

【0059】（実施の形態5）図16に、本発明の実施の形態5にかかるキャリブレーション装置の構成例を示す。図12と同様にアンテナ素子数が2本の場合を示している。図16において、キャリブレーション信号が送信端子より出力され、アッテネータにより受信電界レベ

ルを変化させるまでは、図12と同様な動作である。すなわち、キャリブレーション信号1601は、1次変調回路1602により1次変調される。1次変調信号は拡散変調回路1603において拡散符号により拡散され、無線送信部1604に入力される。無線送信部1604において、送信信号は直交変調された後、キャリア周波数 f_c にアップコンバートされ送信端子1606より出力される。キャリア周波数 f_c で出力された信号は、アッテネータ1607を接続したケーブル1608を用いて、送信端子1606から無線受信部1609、1610に伝送される。

【0060】そして、各無線受信部の受信出力が切替スイッチ1611により、切替られて同期回路1613に入力され、各無線部ごとの逆拡散タイミング $t_i(i=1, 2)$ 1614が出力される。また、切替スイッチ1615も上記スイッチ1611と同じ受信信号を選択するように切り替わり相関器1616に出力する。そして、上記タイミング t_i により相関器1616が逆拡散を行い、相関出力1617を出力する。

【0061】検出回路1618では、アッテネータ1607の設定値を変化させることにより、受信電界レベル P_m を変化させたときの振幅比 $Ar_i(P_m)$ および位相差 $\Delta\phi_{ri}(P_m)$ 1619を求め出力または記憶する。よって、切替スイッチ1611が無線受信部1609の出力を選択する場合には、同期回路1613から逆拡散タイミング t_1 が出力され、相関器1616が逆拡散を行い、相関出力1617を出力する。検出回路1618では振幅比 $Ar_1(P_m)$ および位相差 $\Delta\phi_{r1}(P_m)$ 1619を求め出力または記憶する。一方、切替スイッチ1611が無線受信部1610の出力を選択する場合には、同期回路1613から逆拡散タイミング t_2 が出力され、相関器1616が逆拡散を行い、相関出力1617を出力する。検出回路1618では振幅比 $Ar_2(P_m)$ および位相差 $\Delta\phi_{r2}(P_m)$ 1619を求め出力または記憶する。

【0062】以上のように、実施の形態5によれば、複数の無線受信部の遅延特性および振幅特性をスイッチを切り替えて時分割に求めた場合には、複数の無線受信部への入力信号に対して同期検出や相関演算や位相検出を同時に処理する必要がないため、キャリブレーション装置の回路規模を削減することが可能である。

【0063】（実施の形態6）図17に、本発明の実施の形態6にかかるキャリブレーション装置の構成例を示す。図12と同様にアンテナ素子数が2本の場合を示している。図17において、キャリブレーション信号が送信端子より出力され、アッテネータにより受信電界レベルを変化させるまでは、図12と同様な動作である。すなわち、キャリブレーション信号1701は、1次変調回路1702により1次変調される。1次変調信号は拡散変調回路1703において拡散符号により拡散され、無線送信部1704に入力される。無線送信部1704

において、送信信号は直交変調された後、キャリア周波数 f_c にアップコンバートされ送信端子 1706 より出力される。キャリア周波数 f_c で出力された信号は、アッテネータ 1707 を接続したケーブル 1708 を用いて、無線受信部 1709, 1710 に伝送される。

【0064】このとき、送信タイミング制御回路 1711 は、1 次変調回路 1702 および拡散変調回路 1703 に送信タイミング信号 1712 を出力し、拡散変調されたキャリアブレーション信号の送信タイミングを制御している。

【0065】本実施の形態では、実施の形態 1~5 においては受信信号から同期を抽出することにより、逆拡散タイミングを生成していたのに対して、この送信タイミング信号 1712 をカンニング信号として同期回路 1713 に入力することにより、逆拡散タイミングを生成する。すなわち、各無線受信部の受信出力が同期回路 1713 に入力されることなく、逆拡散タイミング t_1, t_2 が生成される。そして、上記タイミング t_1, t_2 により相関器 1714, 1715 が逆拡散を行い、相関出力 1716, 1717 を出力する。検出回路 1718 では、アッテネータ設定値を変化させることにより、受信電界レベル P_m を変化させたときの位相差 $\Delta \phi_{r1}(P_m)$, $\Delta \phi_{r2}(P_m)$, および振幅比 $Ar_1(P_m)$, $Ar_2(P_m)$ を求め出力または記憶する。

【0066】以上のように、実施の形態 6 によれば、拡散変調されたキャリアブレーション信号の送信タイミングをカンニング信号として同期回路に入力することにより、逆拡散タイミングを生成するため、受信信号から同期を抽出する回路が必要がない。このため、キャリアブレーション装置の回路規模を削減することが可能である。

【0067】（実施の形態 7）図 17 に、本発明の実施の形態 7 にかかるキャリアブレーション装置の構成例を示す。図 12 と同様にアンテナ素子数が 2 本の場合を示している。

【0068】一般に、CDMA 無線通信装置では、無線送信部と無線受信部で使用するローカル信号を別々のシンセサイザで生成している。無線送信部のアップコンバートで使用する最適な中間周波数と無線受信部のダウンコンバートで使用する最適な中間周波数とが異なる場合に、無線送信部と無線受信部で使用するローカル信号の周波数を異ならせる必要が有るからである。

【0069】しかし、無線送信部と無線受信部で使用するローカル信号が異なる場合は、送信側と受信側のキャリア周波数 f_c に微妙なずれが生じる可能性がある。このため上記現象が生じた場合には、無線部の遅延量が時間的に変化しない場合においても、受信位相が時間的に変化することになる。よって、基準識別点と受信点との差から位相差 $\Delta \phi_r$ および振幅比 Ar を求める場合において、正確な値を検出することが不可能になる。

【0070】そこで、本発明は、図 12 のキャリアブレーション装置に加えて、無線部で使用するローカル信号(L

o 信号)を全て共通化している。

【0071】図 18 において、ローカル信号 1820 は全ての無線部に共通に供給されているものとする。その他の構成および動作は図 12 と同様である。すなわち、キャリアブレーション信号 1801 は、1 次変調回路 1802 により 1 次変調される。1 次変調信号は拡散変調回路 1803 において拡散符号により拡散され、無線送信部 1804 に入力される。無線送信部 1804 において、送信信号は直交変調された後、キャリア周波数 f_c にアップコンバートされ送信端子 1806 より出力される。キャリア周波数 f_c で出力された信号は、アッテネータ 1807 を接続したケーブル 1808 を用いて、無線受信部 1809, 1810 に伝送される。そして、各無線受信部の受信出力が同期回路 1811 に入力され、各無線部ごとの逆拡散タイミング t_1, t_2 が生成される。そして、上記タイミング t_1, t_2 により相関器 1812, 1813 が逆拡散を行い、相関出力 1814, 1815 を出力する。検出回路 1816 では、アッテネータ設定値を変化させることにより、受信電界レベル P_m を変化させたときの位相差 $\Delta \phi_{r1}(P_m)$, $\Delta \phi_{r2}(P_m)$, および振幅比 $Ar_1(P_m)$, $Ar_2(P_m)$ を求め出力または記憶する。

【0072】以上のように、実施の形態 7 によれば、無線送信部と無線受信部で使用するローカル信号を共通化することにより、送信側と受信側のキャリア周波数 f_c にずれが生じる可能性をなくすることができる。これにより無線部の遅延特性および振幅特性以外の要因では、位相および振幅は変化しなくなるため正確な遅延量を検出することが可能になる。

【0073】なお、図 19 に示すように、直接拡散 CDMA 方式のアレーアンテナ無線装置の無線送信部 1901 が出力する拡散信号を周波数変換部 1902 に入力して受信キャリア周波数 f_c に変換した後、無線受信部に伝送するように構成することが考えられる。これにより、周波数変換部 1902 を設けるだけの簡単な構成で実際の通信に用いる拡散信号と同様の広帯域のキャリアブレーション信号を生成することができる。

【0074】（実施の形態 8）図 20 に、本発明の実施の形態 8 にかかるキャリアブレーション装置の構成例を示す。図 12 の装置に補間回路を追加したものである。図 12 と同様にアンテナ素子数が 2 本の場合を示している。実施の形態 2 で図 13 に示したように、受信電界レベル P_m に応じた無線受信部の遅延特性 $\Delta \phi_{ri}(P_m)$ および振幅特性 $Ari(P_m)$ を持つ場合には、 P_m を変化させた時の遅延特性 $\Delta \phi_{ri}(P_m)$ および振幅特性 $Ari(P_m)$ を測定する必要がある。

【0075】しかし、図 12 において、アッテネータ設定値を変化させ、受信電界レベル P_m を変化させたときの位相差 $\Delta \phi_{r1}(P_m)$ および $\Delta \phi_{r2}(P_m)$ を求め出力または

記憶することにより、アレーアンテナ無線受信装置における遅延特性および振幅特性のばらつき補償を、受信電力レベルに応じてより正確に行うためには、アッテネータ変化量を細かく、かつ広範囲に渡って変化させる必要があり、キャリブレーションに要する時間および記憶するデータ量は膨大になる。

【0076】そこで、実施の形態8では、図12のキャリブレーション装置構成に加えて、実際に測定した各無線部の遅延差および振幅比を用いて、補間処理により、測定した受信電力レベル以外の受信電力レベルに対する遅延差および振幅比を求める回路を回路を備える。

【0077】図20において、キャリブレーション信号2001は、1次変調回路2002により1次変調される。1次変調信号は拡散変調回路2003において拡散符号により拡散され、無線送信部2004に入力される。無線送信部2004において、送信信号は直交変調された後、キャリア周波数 f_c にアップコンバートされ送信端子2006より出力される。 f_c は本システムの受信キャリア周波数である。キャリア周波数 f_c で出力された信号は、アッテネータ2007を接続したケーブル2008を用いて、送信端子2006から無線受信部2009、2010のアンテナ接続端子2011および2012に伝送される。各無線受信部の受信出力が同期回路2013に入力され、各無線部ごとの逆拡散タイミング t_1, t_2 が生成される。そして、上記タイミング t_1, t_2 により相関器2014、2015が逆拡散を行い、相関出力2016、2017を出力する。検出回路2018では、アッテネータ設定値を変化させることにより、受信電界レベル P_m を変化させたときの位相差 $\Delta\phi_{r1}(P_m)$ 、 $\Delta\phi_{r2}(P_m)$ 、および振幅比 $A_{r1}(P_m)$ 、 $A_{r2}(P_m)$ を求め出力する。

【0078】補間回路1219では、上記測定した受信電界レベル P_m 以外の位相特性 $\Delta\phi_{ri}(P_m)$ 、および振幅特性 $A_{ri}(P_m)$ をも求めた上で、位相特性 $\Delta\phi_{ri}(P_m)$ 、および振幅特性 $A_{ri}(P_m)$ を出力する。例えば、図13において、受信電界レベル P_0, P_2 における位相差 $\Delta\phi_{ri}(P_0)$ 、 $\Delta\phi_{ri}(P_2)$ 、および振幅比 $A_{ri}(P_0)$ 、 $A_{ri}(P_2)$ を実際に測定した値とする。このとき、補間回路1219では、測定していない受信電界レベル P_1 の位相特性 $\Delta\phi_{ri}(P_1)$ 、および振幅特性 $A_{ri}(P_1)$ を1次線形補間により、以下のようにして求めることができる。

【0079】

$$\Delta\phi_{ri}(P_1) = (t \cdot \Delta\phi_{ri}(P_0) + s \cdot \Delta\phi_{ri}(P_2)) / (s+t)$$

$$A_{ri}(P_1) = (t \cdot A_{ri}(P_0) + s \cdot A_{ri}(P_2)) / (s+t)$$

ただし、 $P_1 = (t \cdot P_0 + s \cdot P_2) / (s+t)$ 、 $0 < s, t < 1$

以上のように、実施の形態8によれば、補償したい受信電界レベル近傍で測定し記憶した遅延特性および振幅特性のデータから、補償したい受信電界レベルの位相差お

よび振幅比を補間処理により求めることが可能である。このため、アレーアンテナ無線受信装置における遅延差および振幅差の補償を、受信電界レベルに応じてより正確に行うばかりでなく、測定する受信電力レベル P_m のサンプル点を削減することが可能になる。

【0080】なお、補間処理において使用される測定値は、必ずしも基準識別点からの遅延差および振幅比である必要はなく、逆拡散した相関出力を基に直接計算することも考えられる。

【0081】例えば、実際に測定した相関出力2016を相関ベクトル $R_i(i=1, 2)$ で表現するものとし、受信電界レベル P_0, P_2 における相関ベクトルを $R_i(P_0)$ 、 $R_i(P_2)$ とする。補間回路1219では、測定していない受信電界レベル P_1 の相関ベクトル $R_i(P_1)$ を1次線形補間により、以下のようにして求めることができる。

【0082】

$$R_i(P_1) = (t \cdot R_i(P_0) + s \cdot R_i(P_2)) / (s+t)$$

ただし、 $P_1 = (t \cdot P_0 + s \cdot P_2) / (s+t)$ 、 $0 < s, t < 1$

上記 $R_i(P_1)$ を基に測定していない受信電界レベル P_1 の位相特性 $\Delta\phi_{ri}(P_1)$ 、および振幅特性 $A_{ri}(P_1)$ を求めることができる。さらに、無線受信部の位相特性および振幅特性を無線受信部RX1(2009)に一致させる補償を行う場合のオフセット値を補間処理により求めた相関ベクトル $R_i(P_1)$ から求めることもできる。すなわち、オフセット値をベクトル $Z_{ri}(P_m)(i=1, 2, m=0, 1, 2, \dots)$ とすると、

$$Z_{r1}(P_1) = 1$$

$$Z_{r2}(P_1) = R_1(P_1) / R_2(P_1) = R_1(P_1) \times R_2(P_1)^* / |R_2(P_1)|^2$$

但し、 $*$ は複素共役を表すとして計算することができる。

【0083】

【発明の効果】以上詳記したように本発明によれば、CDMA無線受信装置における無線部の遅延特性および振幅特性の検出において、実際の通信に使用するスペクトラム拡散信号と同一帯域またはそれに近い帯域を有する信号をキャリブレーション信号として使用することにより、無線受信部の遅延特性および振幅特性を正確に測定できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態1におけるキャリブレーション装置の一例を示すブロック図

【図2】実施の形態1におけるキャリブレーション信号のスペクトラム図

【図3】実施の形態1における1次変調信号、拡散信号及び無線部側のコンスタレーションを示す図

【図4】受信アダプティブアレイのブロック図

【図5】CDMA受信アダプティブアレイのブロック図

【図6】他のCDMA受信アダプティブアレイのブロック図

【図7】受信アダプティブアレーアンテナを用いたCDMA伝送例を示す図

【図8】従来のキャリブレーション装置のブロック図

【図9】トーン信号のコンスタレーションを示す図

【図10】トーン信号による送受信信号のコンスタレーションを示す図

【図11】従来のキャリブレーション装置におけるキャリブレーション信号のスペクトラム図

【図12】本発明の実施の形態2に係るキャリブレーション装置のブロック図

【図13】実施の形態2における受信電界レベルに応じた遅延特性及び振幅特性を示す図

【図14】本発明の実施の形態3に係るキャリブレーション装置のブロック図

【図15】本発明の実施の形態4に係るキャリブレーション装置のブロック図

【図16】本発明の実施の形態5に係るキャリブレーション装置のブロック図

【図17】本発明の実施の形態6に係るキャリブレーション装置のブロック図

20

【図18】本発明の実施の形態7に係るキャリブレーション装置のブロック図

【図19】実施の形態7における通信用無線送信部を用いてキャリブレーション信号を生成するブロック図

【図20】本発明の実施の形態8に係るキャリブレーション装置のブロック図

【符号の説明】

101 キャリブレーション信号

102 1次変調回路

103 拡散変調回路

104 無線送信部

106 送信端子

107 ケーブル

108、109 無線受信部

110、111 アンテナ接続端子

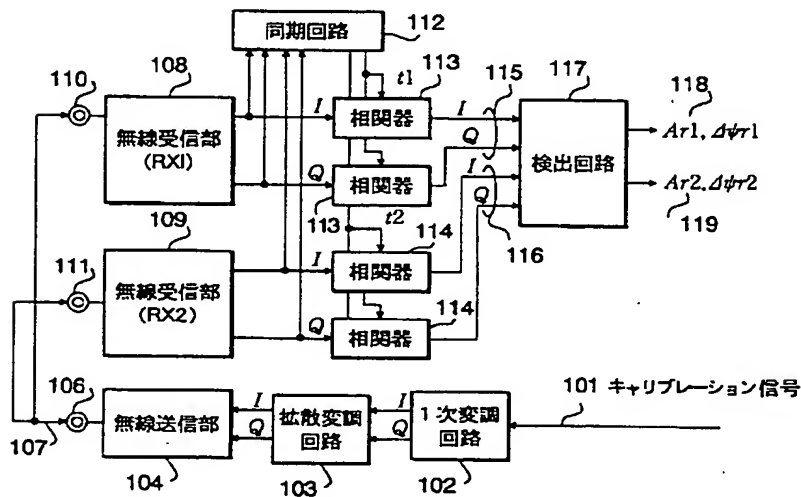
112 同期回路

113、114 相関器

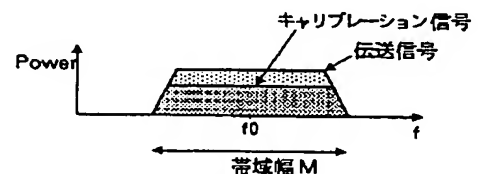
115、116 相関出力

117 位相検出回路

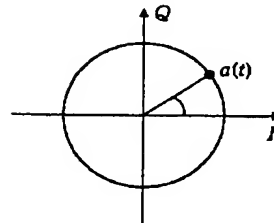
【図1】



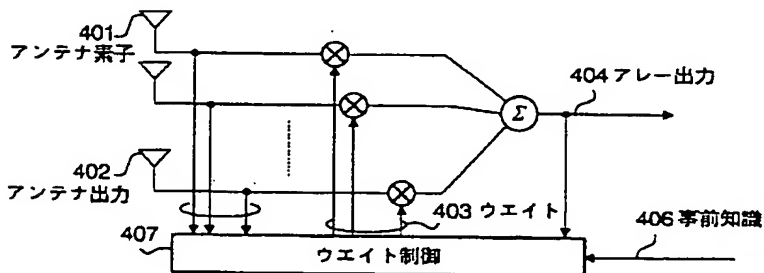
【図2】



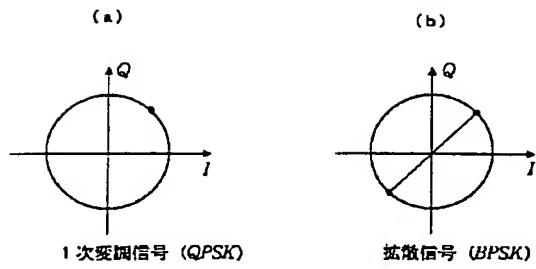
【図9】



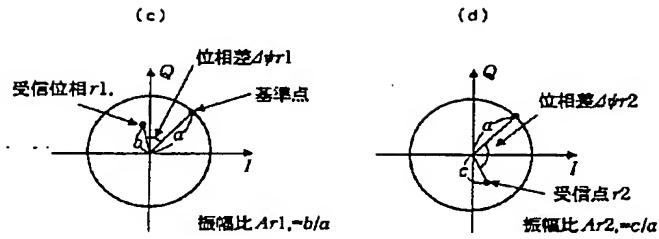
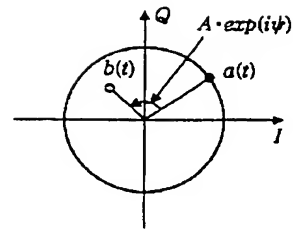
【図4】



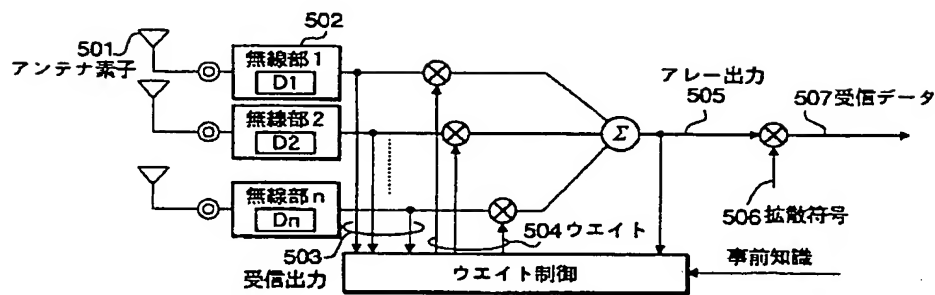
【図 3】



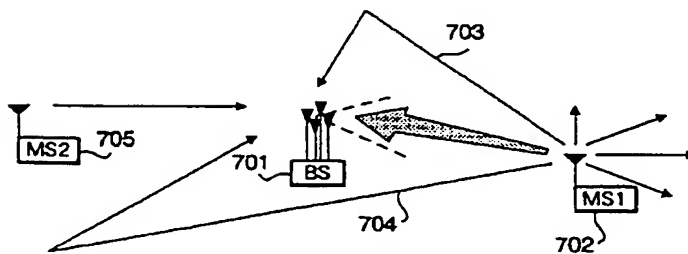
【図 10】



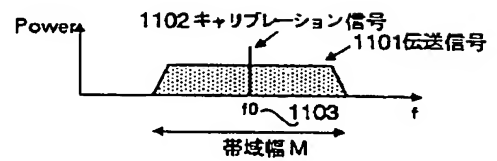
【図 5】



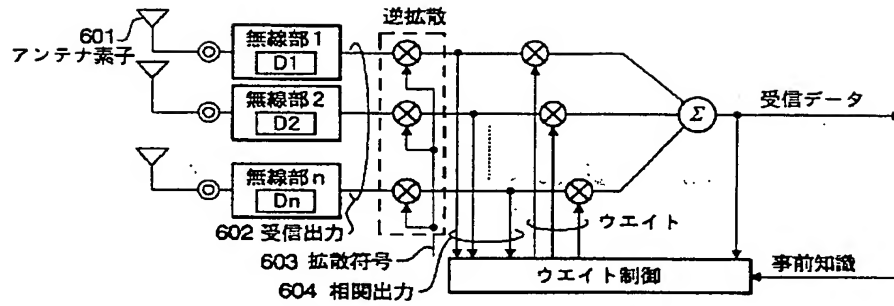
【図 7】



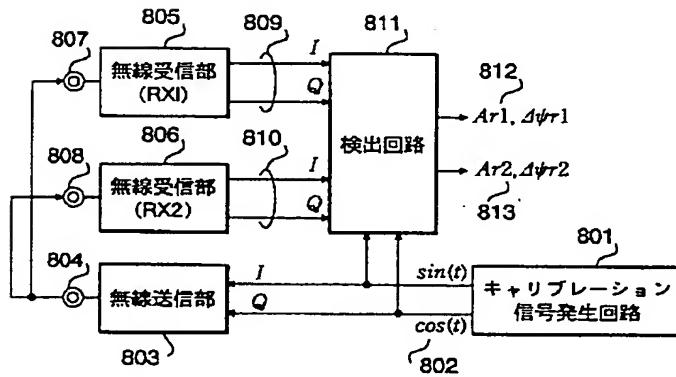
【図 11】



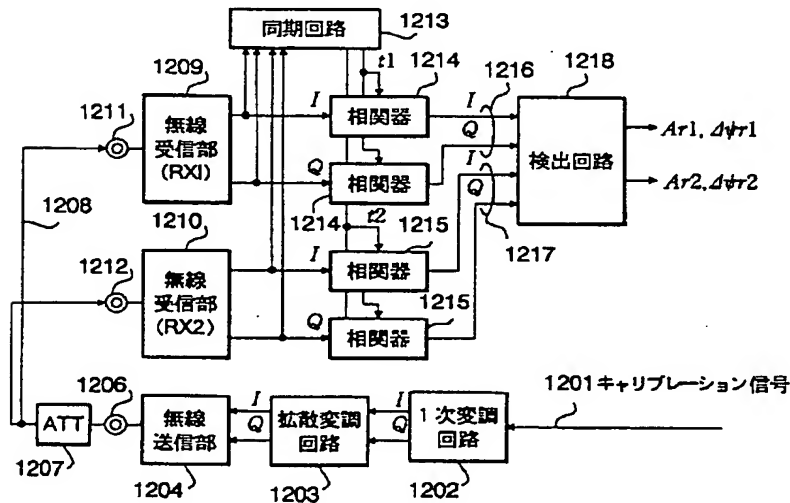
【図 6】



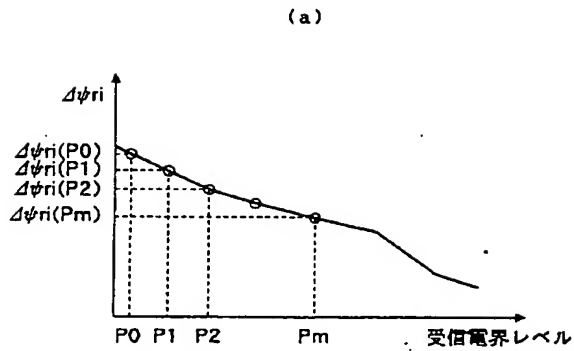
【図 8】



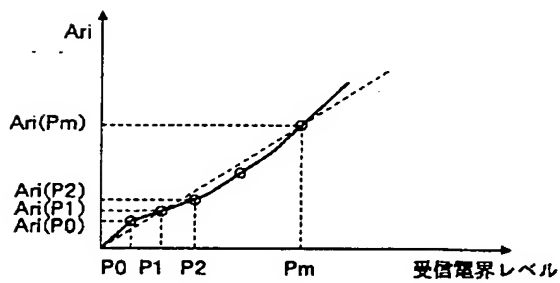
【図 12】



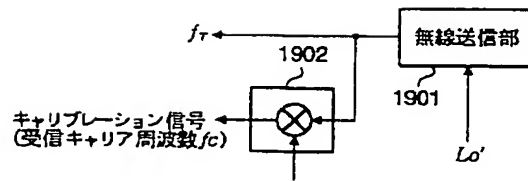
【図 13】



(b)



【図 19】



【図 14】

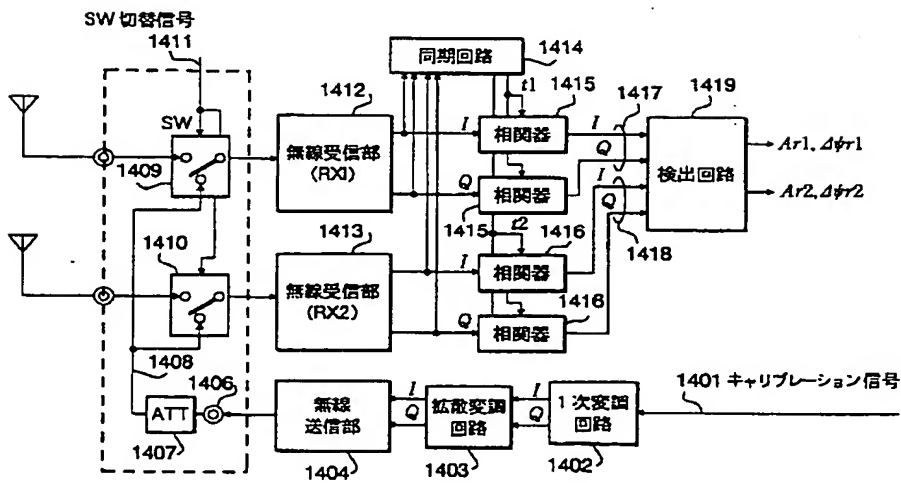


Figure 1 is a block diagram of a radio communication system. The system includes two antennas (1507, 1506) connected to two receivers (RX1, RX2) via amplifiers (1509, 1510). RX1 and RX2 are connected to a common bus (1512, 1513) which feeds into a series of correlators (1515, 1516). These correlators are connected to a demodulation and frequency conversion circuit (1503) and a detection circuit (1519). The detection circuit outputs signals $Ar1, \Delta\phi r1$ and $Ar2, \Delta\phi r2$. A separate transmitter path (1504, 1503, 1502) is shown, connected to a carrier signal (1501).

同期回路 1613 1614

1611 SW

無線受信部 (RX1) 1609

無線受信部 (RX2) 1610

1608

ATT 1606

1607

無線送信部 1604

拡散変調回路 1603

1次変調回路 1602

1601 キャリブレーション信号

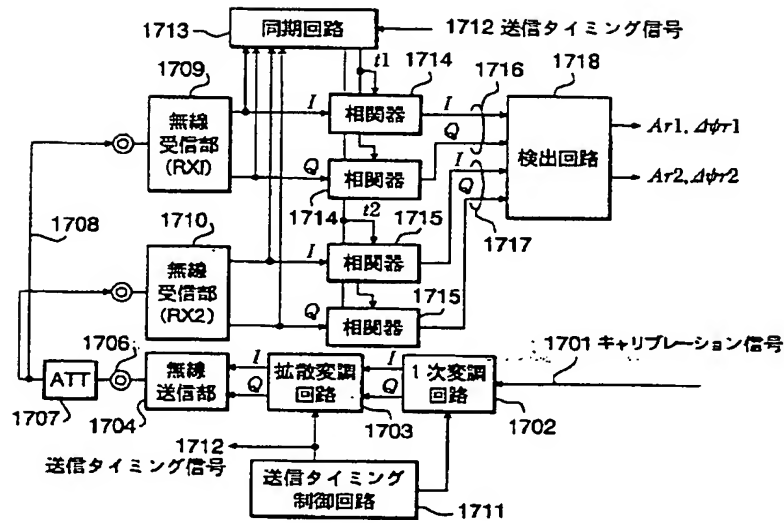
相関器 1616

相関器 1616

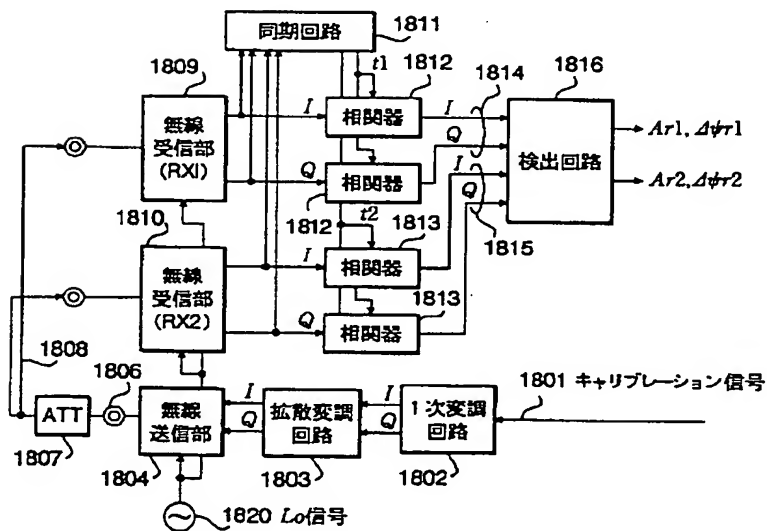
検出回路 1618

1619 $Ar1, \Delta\phi r1$

【図 17】



【図 18】



【図 20】

